第 40 卷　第 3 期
2022 年 9 月
天　文　学　进　展
PROGRESS IN ASTRONOMY
Vol. 40,　No. 3
Sept., 2022

doi: 10.3969/j.issn.1000-8349.2022.03.09

VLBI 探测器数传信号仿真技术研究

赵　旭[1,2]，郑为民[1,3,4,5]，童　力[1,3]，马茂莉[1,3]

(1. 中国科学院 上海天文台，上海 200030；2. 中国科学院大学，北京 100049；3. 中国科学院 射电天文重点实验室，南京 210008；4. 国家基础学科公共科学数据中心，北京 100190；5. 上海市导航定位重点实验室，上海 200030)

摘要： 甚长基线干涉测量 (very long baseline interferometry, VLBI) 是重要的深空探测器测轨技术。中国 VLBI 网 (Chinese VLBI network, CVN) 在中国探月工程的快速精密测定轨任务中发挥着不可替代的作用。根据探测器的轨道、信标特征和数传信号的编码、调制方式，研究数传信号的仿真方法，并仿真上升器月面起飞前测站记录的基带数据。仿真与实测数据处理结果的对比，表明该仿真方法能够较为真实地反映数传信号对 DOR 侧音的干扰，且能够对测控和数传信号同时工作的 VLBI 数据处理系统的性能进行检测。

关　键　词： VLBI；信号仿真；数传信号

中图分类号： P164　　　　**文献标识码：** A

1　引　言

甚长基线干涉测量 (very long baseline interferometry, VLBI) 是重要的深空探测器测轨技术，具有空间分辨率高、测量精度高的特点。中国 VLBI 网 (Chinese VLBI network, CVN) 自成立以来便在我国探月工程的快速精密测定轨任务中发挥着不可替代的重要作用[1]。嫦娥五号任务是我国探月工程“绕、落、回”战略的第三步，是目前中国航天最复杂、难度最大的任务之一，需要突破月面采样、月面起飞、月球轨道交会对接和地球大气高速再入返回等关键技术。探测器由轨道器、返回器、着陆器和上升器四部分组成，在整个飞行过程中多次分离，存在四器组合体、轨返组合体、着上组合体和单器等工作状态[2]。然而多种工作状态存在X频段多频率同时工作的兼容性问题。如在上升器月面起飞时，着陆器发送的数传信号对上升器发送的测控信号造成干扰甚至淹没部分频点。

收稿日期： 2021-11-29；　**修回日期：** 2022-01-19

资助项目： 国家自然科学基金 (11973011)；国家基础科学数据共享服务平台 (DKA2017-12-02-09)；中科院关键技术人才；上海市领军人才；上海天文台重点培育项目；国家联合自然科学基金 (U1831137)

通讯作者： 郑为民，zhwm@shao.ac.cn

图 1 是月面起飞时信标的分布示意图。上升器有两组测控信标 F3 和 F4。VLBI 观测使用的差分单程测距 (differential one-way ranging, DOR) 侧音为点频信号，通过调相的方式调制在测控信号下行载波上。在 X 波段上，每组测控信号包含两对 DOR 侧音，以 F3 信标为例，F3PC 表示下行信号的主载波，F3L2, F3L1, F3R1 和 F3R2 依次表示与主载波相距 -19.2, -3.8, $+3.8$ 和 $+19.2$ MHz 的 DOR 侧音，其中距离主载波 ±3.8 MHz 的一对用于相位测量的 2π 模糊度解算，距离主载波 ±19.2 MHz 的一对用于 VLBI 时延解算。数传信号使用二元相移键控 (binary phase shift keying, BPSK) 调制方式，其频谱扩展范围与调制码速率成正比。着陆器的数传信标为 F6，码速率为 5 Mb/s，其频谱扩展范围较大，会对邻近的测控信标造成干扰，进而使 VLBI 观测结果数据质量下降。

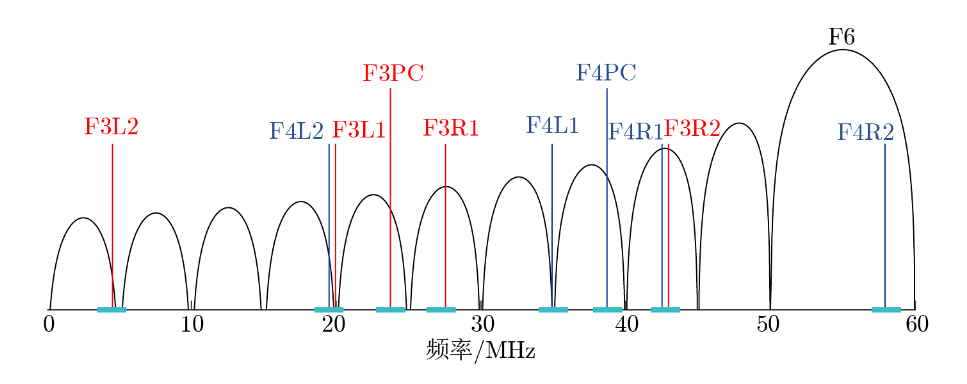
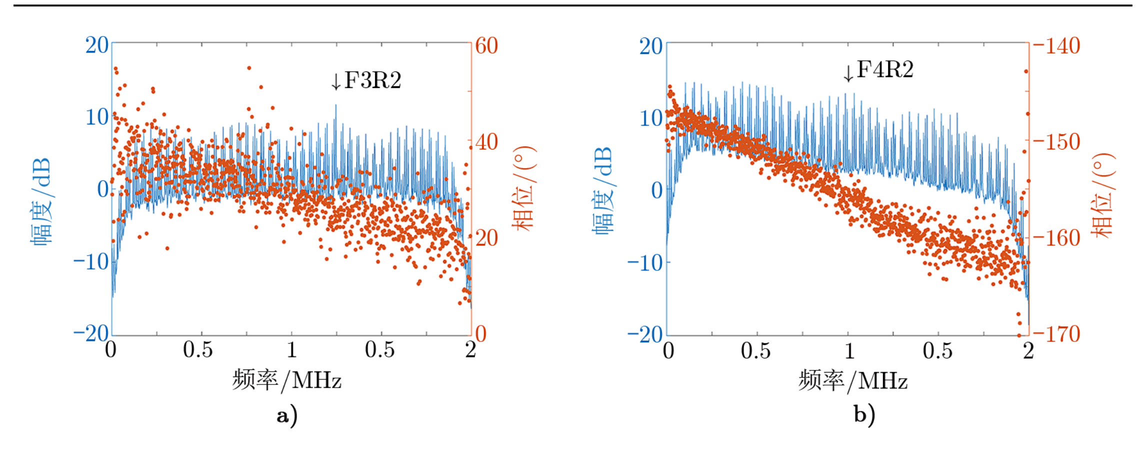


图 1　上升器月面起飞时的信标分布示意图

VLBI 观测结果为信号同一波前到达基线两端测站的时间差，简称时延[1]。CVN 综合利用时延和测距测速数据实现定轨定位和轨道预报，对时延数据的实时性、可靠性和精度有明确的要求[1]。在 VLBI 数据处理系统中，相关处理机对测站记录的数据做互相关得到基线上的互相关功率谱，条纹拟合从功率谱中得到时延结果。在嫦娥五号上升器起飞前，测控信号受到数传信号的干扰，使两组信标得到的时延数据质量不同程度地下降。图 2 是密云站 (BJ) 和天马站 (TM) 基线的互相关功率谱，图中蓝色直线表示相关幅度谱，数传信号 F6 的包络遍布在观测通道内；红色的是相关相位谱；横轴是观测通道内的频率，通道带宽为 2 MHz，频谱分辨率约为 2 kHz。F3R2 距离 F6 的中心频率约 12 MHz，受到 F6 第二旁瓣的干扰，在功率谱 (见图 2 a)) 上仍然有可见的峰值。而 F4R2 距离 F6 的中心频率不到 3 MHz，受到 F6 主瓣的干扰，其功率谱 (见图 2 b)) 被完全淹没。图 3 是 BJ-TM 基线的残余时延，横轴是时间，纵轴是残余时延值，每 5 s 一个点。蓝色的是 F3 的结果，红色的是 F4 的结果。F3 受数传信号的干扰较小，可以获得不间断的时延数据用于后续的定轨；F4 受到的干扰较大，时延值缺失约 70%，连续性大幅下降。

在后续探月任务中，在轨探测器数目会增多，测控与数传信号同时工作的时间段会增加，然而工作频率带宽范围有限，VLBI 观测更加容易出现多频率同时工作的兼容性问题。VLBI 信号仿真可以根据目标的轨道和信标特征生成各测站终端记录的基带数据，常用于 VLBI 数据处理系统的性能测试。仿真数传信号可用于数传和测控信号同时工作时的系统检



注：a) F3R2 信标仍然可见；b) F4R2 信标被淹没。

图 2　上升器月面起飞前 BJ-TM 基线的互相关功率谱

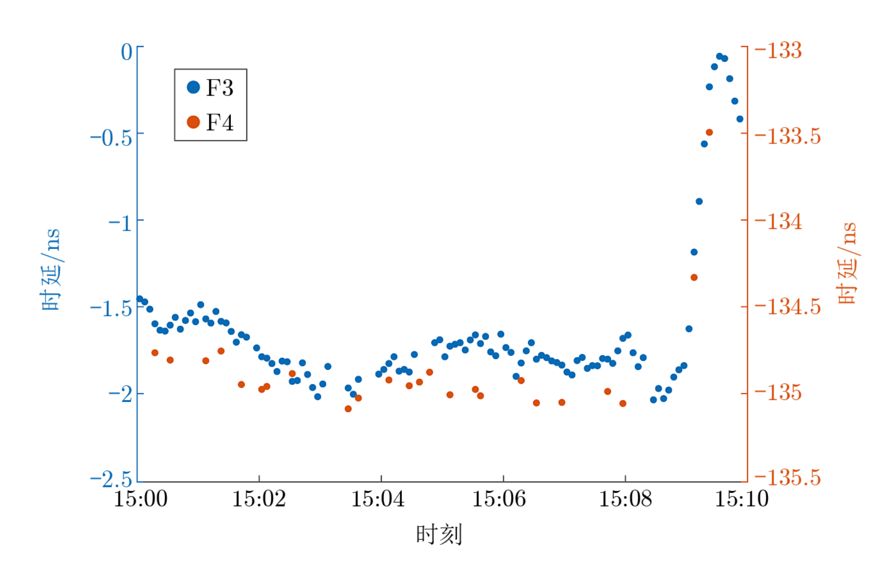


图 3　上升器月面起飞前后 BJ-TM 基线的残余时延

测，保证 VLBI 信标在实时任务中的可靠性。

已有的 VLBI 信号仿真软件包括 Meyer-Zhao 等人开发的 Datasim[3] 和 Jakob 等人开发的 VieRDS[4]，可以仿真射电源信号用于测地 VLBI 项目。Datasim 首先仿真频域信号，然后根据观测频率通道选择信号变换到时域，再根据同一波前到达测站的时间差处理信号，保存为 VDIF 格式。Datasim 可生成阿塔卡玛毫米/亚毫米波阵列望远镜 (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array, ALMA) 的高采样率的基带数据，并用于 DiFX 的性能测试。VieRDS 全部在时域上操作，首先仿真基带信号，然后做添加时延模型等操作，输出的 VDIF 格式数据可用于分析 VLBI 全球观测系统 (VLBI Global Observing System, VGOS) 宽带观测数据处理链中的系统性影响。

本文根据探测器的轨道、信标特征和数传信号的编码、调制方式，研究仿真数传信号基带数据的方法。该方法根据 VLBI 系统的观测流程正向设计，具有可扩展性，满足多目标源信号仿真的需求，且全部在时域上操作。然后对仿真数据解调、解码，验证编码、调制方式实现的正确性。最后本文根据嫦娥五号的实际参数，仿真月面起飞前上升器测控信号和着陆器数传信号同时工作的 VLBI 基带数据。通过将仿真与实测数据处理结果进行对比，表明该仿真方法能够较为真实地反映数传信号对 DOR 侧音的干扰，且能够在任务前针对测控和数传信号同时工作的情况检测 VLBI 数据处理系统。

2 数传信号仿真方法与验证

在深空通信信道中，差错主要有两类，随机且独立存在的随机差错和密集出现且前后具有相关性的突发差错。为保证数据传输的可靠性，嫦娥五号探测器采用国际空间数据系统咨询委员会 (Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS) 推荐的级联码编码和 BPSK 调制[5]发送信息数据。

在 VLBI 系统 (见图 4) 中，探测器发出的射频信号被多个测站接收，并与氢钟提供的本振信号混频后变成中频信号，再经过数据采集终端滤波、下变频、数字化采样和量化后变成基带数据，最后存储在磁盘上或通过高速数据通信网络实时传送到 VLBI 数据处理中心。在 VLBI 数据处理系统中，相关处理机对基带数据做互相关处理，得到基线上的干涉条纹；后处理根据干涉条纹解算 VLBI 时延。

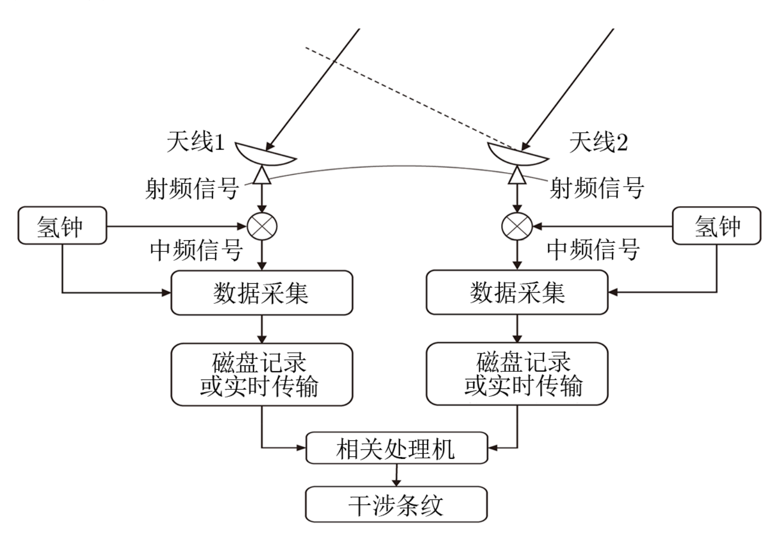


图 4 VLBI 系统示意图

探测器信号有明确的时域表达形式。从探测器发送到各测站接收所经历的光行时能够精确反映信号同一波前到达各测站的时间差，因此仿真数传信号采用的时延模型包括光行时、介质误差和仪器误差。光行时根据探测器的轨道和各测站的位置计算；介质误差是信号

在大气和电离层中传播产生的时延；仪器误差包括原子钟差、电缆时延和观测装置内部时延等。

仿真射频信号的数据量庞大。嫦娥五号的数传信号在 X 波段，其中心频率约为 8.4 GHz。根据奈奎斯特采样定律，仿真需要 16.8 GHz 以上的采样率，难以工程实现。射频信号与本振信号混频后的中频信号通常只有几十 MHz 的带宽，且包含原本的信号结构及信息。因此仿真可以从中频信号开始实现。

数传信号仿真根据 VLBI 系统观测流程正向设计，首先根据编码、调制方式和时延模型构造中频信号，然后模拟数据采集终端滤波、下变频和减采样得到基带信号，最后量化存储为 Mark5B 格式。第 2.1 节介绍 CCSDS 的级联码编码方式，第 2.2 节讨论中频数传信号仿真方法，第 2.3 节介绍从中频信号中提取基带数据的方法，第 2.4 节介绍仿真数传信号的验证方法。

2.1 CCSDS 的级联码编码方式

CCSDS 推荐以里德-索罗蒙 (Reed-Solomon, RS) 码为外码、以卷积码为内码的级联码[5]。图 5 是该级联码的编码框图，其中 RS 码用于纠正突发差错，卷积码用于纠正随机差错，交织可避免在连续发生突发差错时超出 RS 码的纠错能力，伪随机化使用收发双方约定的伪随机序列加密通信[5]。

RS编码 → 交织 → 伪随机化 → 卷积编码

图 5 级联码编码框图

在编码代数中，信息序列可以表示成多项式[6]：

$$m(x)=\sum_{i=0}^{L-1} m_i x^i \quad , \tag{1}$$

其中，L 为序列的长度，m_i 为第 i 个码元的值。

RS 码的码元是伽罗华域 (Galois field, GF) 上的元素，每个码元由 m bit 组成。GF(2^m) 上的全部元素由一个 m 阶的本原多项式 $F(x)$ 推算出，包括 2^{m-1} 个非 0 元素 $\{\alpha^i\}\,(i=0,1,2,\cdots,2^{m-2})$ 和一个 0 元素，每个非 0 元素都是特殊元素 α 的幂，α 是本原多项式的根。(n,k)RS 码的码字包括 n 个码元，其中有 k 个信息码元和 $n-k$ 个监督码元。RS 编码首先计算生成多项式 $g(x)$：

$$g(x)=\prod_{i=1}^{n-k}(x-\alpha^i) \quad . \tag{2}$$

由信息多项式 $m(x)$ 右移 $n-k$ 位后除以生成多项式 $g(x)$，其余式为监督多项式 $p(x)$：

$$p(x)=x^{n-k}m(x) \bmod g(x) \quad , \tag{3}$$

其中，mod 表示求余式。因此对信息序列做 RS 编码的数学表达式为[6]：

$$s_1(x)=p(x)+x^{n-k}m(x) \quad . \tag{4}$$

(255, 223)RS 码的每个码元由 8 bit 组成，其本原多项式为 $F(x) = x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$。

交织可以将信道中产生的连续突发差错分离，避免超出 RS 码的纠错能力，提高通信系统的抗干扰性能[6]。交织是将原始码字中相邻的码元分离，填充其他码字的码元。交织前同一码字中相邻的码元在交织后的距离称为交织深度。图 6 是一个交织深度为 4 的示例，示例中有 4 个原始码字 ABCD，每个码字均有 n 个码元，以 A_i 为例，它表示 A 码字中的第 i 个码元。通过交织可得到编码信息 $s_2(x)$。

a) 原始码字

A				B				C				D			
A_1	A_2	...	A_n	B_1	B_2	...	B_n	C_1	C_2	...	C_n	D_1	D_2	...	D_n

b) 交织后的码字

1				2				...				n			
A_1	B_1	C_1	D_1	A_2	B_2	C_2	D_2	...				A_n	B_n	C_n	D_n

图 6 交织示例 (交织深度为 4)

伪随机化使用收发双方约定的伪随机序列 $a(x)$。CCSDS 推荐的生成多项式为 $h(x) = x^8+x^7+x^5+x^3+1$[5]，其阶数为 8。序列前 8 位初始化为全 1 状态，对于任意 $a_i(i>8)$ 有：

$$a_i = \sum_{j=1}^{8} h_j a_{i-j} \quad . \tag{5}$$

当生成多项式 $h(x)$ 为既约多项式时，伪随机序列 $a(x)$ 具有最长周期，即阶数为 8 时，在 255 位后重复[6]。将伪随机序列 $a(x)$ 与交织后的编码信息 $s_2(x)$ 做模二和运算，可得到新的编码信息 $s_3(x)$：

$$s_3(x) = a(x) \oplus s_2(x) \quad . \tag{6}$$

卷积码 $(K, 1/n)$ 的约束长度为 K，编码效率为 $1/n$。使用多项式的乘积表示时域卷积运算，n 个 $K-1$ 阶生成多项式 $g(x)$ 构成生成矩阵 $G(x) = [g1(x), g2(x), \cdots, gn(x)]$，则卷积编码可表示为[6]：

$$s_4(x) = s_3(x)G(x) \quad . \tag{7}$$

卷积码 (7, 1/2) 的生成多项式为 $g_1(x) = x^6+x^5+x^4+x^3+1$, $g_2(x) = x^6+x^4+x^3+x^1+1$。

2.2 构造中频数传信号

数传信号仿真以 BPSK 信号为原始信号：

$$x_1(t) = s(t)\sqrt{2P_\mathrm{s}}\sin(2\pi f_\mathrm{c} t) \quad , \tag{8}$$

其中，P_s 为探测器的发送功率，f_c 为数传信号的调制载波，当编码信息为“0”时，$s(t)$ 取值为 1，对应初始相位为 0；当编码信息为“1”时，$s(t)$ 取值为 −1，对应初始相位为 π。

仿真引入时延模型 $d(t)$ 反映数传信号同一波前到达不同测站的时间差。由于探测器和各测站的相对位置时刻变化，时延模型是随时间变化的连续函数，在短时间内可以假设为线性变化，即 $d(t)=\tau_0+\tau_1 t$。测站在 t 时刻接收到的信号实际上是 $t-d(t)$ 时刻由探测器发出的，因此测站接收到的数传信号为：

$$x_2(t)=s(t-\tau_0-\tau_1 t)\sqrt{2P_{\mathrm{r}}}\sin\left[2\pi f_{\mathrm{c}}(1-\tau_1)t-2\pi f_{\mathrm{c}}\tau_0\right] \quad , \tag{9}$$

其中，P_{r} 为测站接收到的信号功率，计算方式如下：

$$P_{\mathrm{r}}=P_{\mathrm{s}}+P_{\mathrm{G}}-P_{\mathrm{L}} \quad , \tag{10}$$

其中，P_{G} 为测站的接收天线增益，P_{L} 为自由空间损耗[7]。对比式 (8) 和式 (9)，调制载波 f_{c} 变为 $f_{\mathrm{c}}(1-\tau_1)$，反映出探测器和测站的相对位置变化导致的视向多普勒频移。

BPSK 信号的功率谱 (见图 7) 在频率轴上以调制载波 f_{c} 为中心向两边无限延伸，其主瓣带宽是码速率 f_{b} 的两倍，旁瓣带宽是一倍。95% BPSK 信号的能量集中在主瓣和第一旁瓣上。为降低数据处理所需的采样率，仿真采用频率 $f_{\mathrm{o}}=(1-\tau_1)f_{\mathrm{c}}-2f_{\mathrm{b}}$ 的本振信号与测站接收到的射频信号做混频，得到中频数传信号，表示如下：

$$x_3(t)=s(t-\tau_0-\tau_1 t)\sqrt{2P_{\mathrm{r}}}\sin\Big(2\pi\big(f_{\mathrm{c}}(1-\tau_1)-f_{\mathrm{o}}\big)t-2\pi f_{\mathrm{c}}\tau_0\Big) \quad . \tag{11}$$

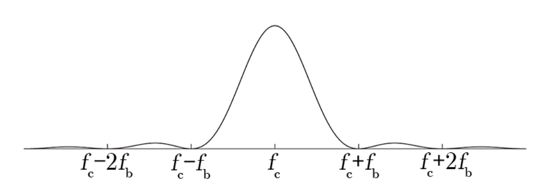


图 7　BPSK 信号功率谱

在通信链路中的诸多噪声也是仿真的重要内容。地球噪声源包括大气气体的辐射、云雨的辐射等；地球外噪声源包括宇宙背景噪声、太阳和月球辐射、天体射电源辐射；人为噪声源包括电子电气设备的无意辐射、输电线和其他通信系统辐射。以上各种噪声均可用等效噪声温度衡量。噪声功率 P_n 与等效噪声温度 T_a 的关系为：

$$P_n=kB_{\mathrm{IF}}T_a \quad . \tag{12}$$

其中，k 为玻尔兹曼常数，B_{IF} 为仿真中频信号带宽。仿真使用均值为零的高斯随机序列模拟噪声，其方差等于噪声功率。中频仿真信号先与噪声序列叠加后，再提取基带数据。

2.3　提取基带数据

VLBI 数据采集系统对中频信号的部分频率滤波、下变频、采样和量化存储，为 VLBI 数据处理系统提供基带数据。图 8 是从中频仿真信号中提取基带数据的流程图。

仿真首先根据探测器的信标特征设置频率通道，并根据每个通道的天空频率和带宽分别设计带通滤波器。滤波器选择凯撒窗 FIR 滤波器，它具有旁瓣抑制性能好且相频特性呈

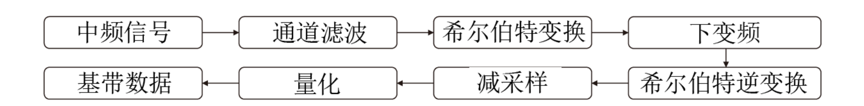


图 8 提取基带数据流程图

线性的特点[7]。通道滤波后的信号是实信号，在正负频域有对称的频率分量。为避免下变频造成正负频域的信号混叠，滤波后的信号先做希尔伯特变换只保留正频域分量，再做下变频。希尔伯特逆变换使其恢复为实信号。中频信号通过减采样降为基带信号。量化采用 2 比特量化，输出二进制结果 00, 01, 10 和 11 的比例分别为 18%, 32%, 32% 和 18%，此时量化效率接近最大值[8]。量化后的基带数据以 Mark5B 格式记录在磁盘上。

2.4 仿真数传信号的验证

对仿真数传信号解调、解码，比较解码信息与原始信息，可验证仿真过程中编码和调制方式实现的正确性。

BPSK 信号解调常用相干解调法，其关键在于生成一个同频同相的相干信号。中频仿真数传信号的频率为 $f_{\mathrm{IF}} = f_{\mathrm{c}}(1-\tau_1) - f_{\mathrm{o}}$，相位为 $\phi_{\mathrm{IF}} = -2\pi f_{\mathrm{c}}\tau_0$。用 f_{ch} 表示通道的天空频率，则经过通道滤波和下变频后得到的基带信号频率为 $f_{\mathrm{d}} = f_{\mathrm{c}}(1-\tau_1) - f_{\mathrm{ch}}$。通道滤波使用的 FIR 滤波器带来线性的相位干扰，即中频信号在提取基带数据的过程中产生一个固定的时延，该时延可表示为：

$$\tau_{\mathrm{fir}} = \frac{(N-1)}{2} \times \Delta T \quad , \tag{13}$$

其中，N 是 FIR 滤波器的阶数，ΔT 是中频信号的采样时间间隔。因此仿真数传基带信号解调用的相干信号可以表示为：

$$c(t) = \sin(2\pi f_{\mathrm{d}} t + \phi_{\mathrm{IF}} - 2\pi f_{\mathrm{IF}} \tau_{\mathrm{fir}}) \quad . \tag{14}$$

图 9 是级联码的译码框图，其过程包括卷积码译码、解伪随机化、解交织和 RS 码译码。卷积码译码采用维特比译码算法[6]。RS 码译码首先求解伴随式以判断是否存在误码。不存在误码时，RS 码去除监督码得到信息码；存在误码时，译码通过 Berlekamp-Massey 迭代算法和 Chien 搜索法得到错误位置，再通过 Forney 算法计算错误图样，最后通过错误图样纠正信息码[6]。

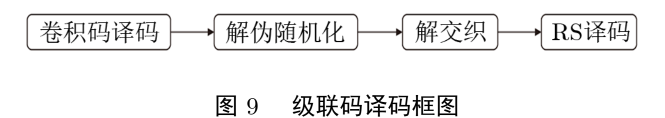


图 9 级联码译码框图

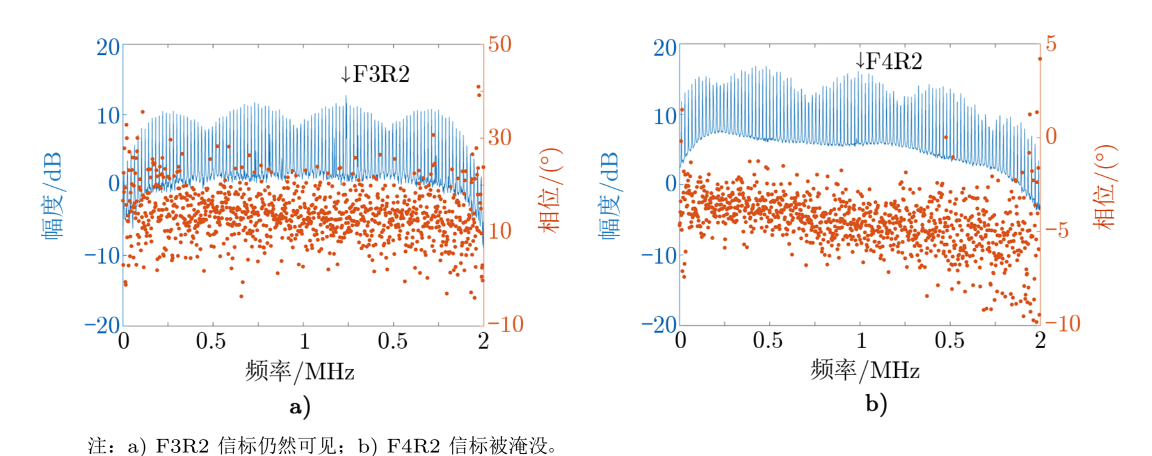
仿真数传信号经过相干解调和级联码译码后得到解码信息。在没有噪声的情况下，解码信息与原始信息一致，表明仿真数传信号的编码、调制方式符合预期。

3　仿真数传信号对 DOR 信号的干扰

2020 年 12 月 3 日 15 点 10 分 (UTC) 嫦娥五号上升器带着采样品从月面起飞，是该任务中最重要的 VLBI 观测弧段之一。然而在起飞前，着陆器发送的数传信号对上升器的 DOR 侧音造成干扰并淹没部分频点，使 VLBI 观测数据质量下降。图 1 展示上升器起飞时信标在频域上的分布。两组 DOR 信号与数传信号的距离不同，因此受到不同程度的干扰。F3R2 信标距离 F6 的中心频率约 12 MHz，在互相关功率谱中仍有可见的峰值，条纹拟合的结果虽然存在整周模糊度跳变，但结果完整。F4R2 信标距离 F6 的中心频率不到 3 MHz，被淹没在数传信号的包络中，没有条纹拟合的结果。

VLBI 信号仿真参照嫦娥五号任务中的预报轨道和信标参数，生成测控与数传信号同时工作时测站记录的基带数据。仿真观测时间从当天 15 点到 15 点 10 分，为月面起飞前有数传信号干扰的时段。观测信标在 X 波段上，其中上升器发送两组测控信标 F3 和 F4，其等效全向辐射功率 (equivalent isotropically radiated power, EIRP) 为 −3 dB·W；着陆器发送数传信标 F6，其 EIRP 为 25 dB·W，码速率为 5 Mb/s。测站有 BJ 和 TM，采用 16 通道记录，其通道带宽为 2 MHz，使用 2 bit 量化。仿真加入热噪声，其中宇宙背景噪声 2.7 K，月球噪声 290 K，BJ 和 TM 两测站在 X 波段上的系统噪声温度分别为 60 K 和 30 K。

仿真数据通过相关处理机对两个测站的基带数据做互相关，得到互相关功率谱。图 10 是仿真信号的互相关功率谱，蓝色的是幅度谱，红色的是相位谱，观测通道带宽为 2 MHz，谱分辨率约为 2 KHz。数传信号的幅度谱以调制频率为中心向两边延展，其包络遍布在测控信号的观测通道内。在观测 F3R2 的通道 (见图 10 a)) 中，DOR 信号受到的干扰较小，在 F3R2 所在的频点上仍然有可见的波峰。然而 F4R2 的功率谱 (见图 10 b)) 被淹没在数传信号的包络中。



注：a) F3R2 信标仍然可见；b) F4R2 信标被淹没。

图 10　仿真信号 BJ-TM 基线的互相关功率谱

条纹拟合从互相关功率谱中获得 VLBI 时延。图 11 是仿真信号的残余时延，每 5 s 一个值，蓝色的是 F3 的结果，红色的是 F4 的结果。由于仿真使用的探测器轨道为预报轨道，

仿真信号的残余时延和实测数据存在一些差异。但是，对于被淹没部分频点的 F4 信标，数据处理的结果都表现为数据量大幅减少，约 70%。这表明数传信号仿真能够较为真实地反映数传信号对 DOR 信号的干扰情况。

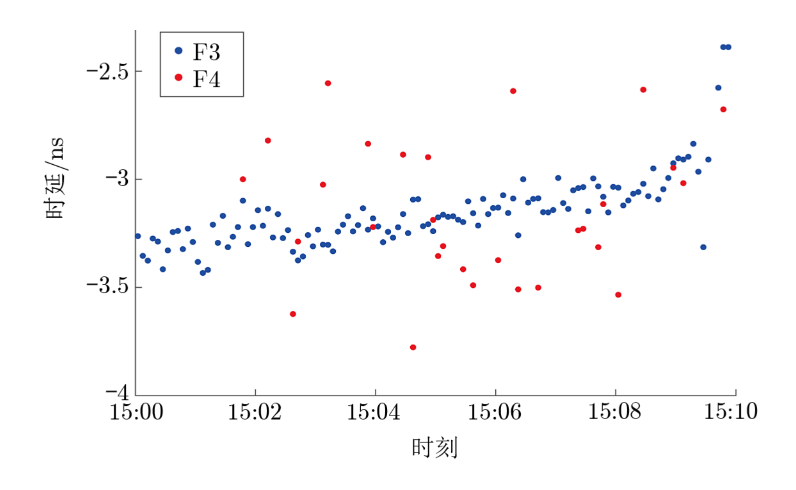
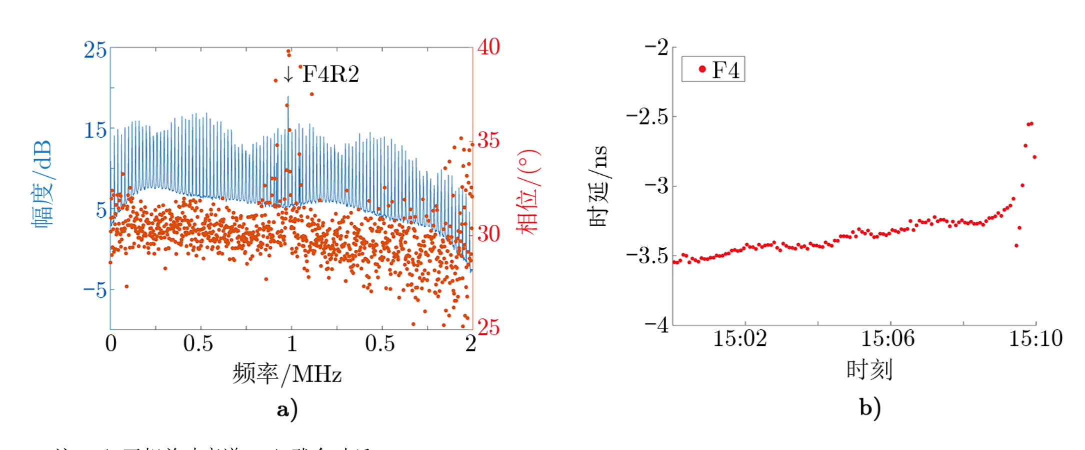


图 11 仿真信号 BJ-TM 基线的残余时延

在探月工程的后续任务前可以使用设计参数仿真数传信号，对 VLBI 观测信标的兼容性做检查。若发现问题，则调整参数予以规避，如提高 DOR 信号的 EIRP 值或者改变数传信号的调制频率，使数传信号的包络不能淹没 DOR 信号的波峰。图 12 是通过提高 F4 信标的 EIRP 后的仿真数据处理结果，此时 EIRP 为 15 dB·W。从互相关功率谱 (见图 12 a)) 中可以看到 DOR 信号的波峰没有被数传信号的包络淹没，因此条纹拟合得到的残余时延 (见图 12 b)) 没有大量缺失。仿真数传信号不仅可以在后续任务前规避一些信标兼容性问题，而且可用于辅助开发测控信号受到干扰时的数据处理新算法。



注：a) 互相关功率谱；b) 残余时延。

图 12 提高 DOR 发射功率的仿真数据处理结果

4 结 论

本文根据 VLBI 观测和数据记录流程研究探测器数传信号的仿真方法。该方法包括信息编码调制、添加时延模型、构造中频信号和提取基带数据等步骤，根据探测器的轨道、信标特征和数传信号的编码、调制方式生成各测站记录基带数据。在后续探月任务前，VLBI 信号仿真检测数据处理系统不能忽视数传信号的干扰。本文模拟嫦娥五号任务中月面起飞时的观测场景，生成 BJ 和 TM 测站记录的基带数据。仿真信号的互相关功率谱表明，数传信号对测控信号各侧音造成不同程度的干扰，其中 F3R2 信标部分受到干扰而 F4R2 信标被淹没，进而 F4 信标的后处理时延值数据量比 F3 大幅减少。该结果与实测数据处理结果具有一致性，表明该仿真方法能够较为真实地反映数传信号对 DOR 侧音的干扰，且能够用于在后续探测任务中的 VLBI 数据处理系统的性能检验。

参考文献：

[1] 洪晓瑜, 张秀忠, 郑为民, 等. 深空探测学报, 2020, 7: 321

[2] 徐宝碧, 李晓光, 王文伟, 等. 中国科学: 技术科学, 2021, 51: 873

[3] Meyer-Zhao Z. https://www.atnf.csiro.au/vlbi/dokuwiki/lib/exe/fetch.php/difx/meetings/wettzell2018/2018_difx_ws_badkotzting.eps, 2018

[4] Gruber J, Nothnagel A, Bohm J. Publications of the Astronomical Society of the Pacific, 2021, 133: 1

[5] CCSDS 130.1-G-3. https://public.ccsds.org/Pubs/130x1g3.eps, 2020

[6] Bernard S. 数字通信-基础与应用. 第二版. 徐平平, 宋铁成, 叶芝慧译. 北京: 电子工业出版社, 2015: 293

[7] 朱亚立. 硕士学位论文. 北京: 中国科学院大学, 2017: 17

[8] 张碧娟, 吴亚军, 于威, 等. 天文研究与技术, 2013, 10: 219

Research on Data Transmission Signal Simulation of VLBI Probe

ZHAO Xu[1,2], ZHENG Wei-min[1,3,4,5], TONG Li[1,3], MA Mao-li[1,3]

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, 200030 Shanghai, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, 100049 Beijing, China; 3. Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, 210008 Nanjing, China; 4. National Public Science Data Center for Basic Disciplines, 100190 Beijing , China; 5. Shanghai Key Laboratory of Space Navigation and Positioning Techniques, 200030 Shanghai, China)

Abstract: Very Long Baseline Interferometry (VLBI) is an important technique for deep space probe orbit measurement. Chinese VLBI Network (CVN) plays an indispensable role

in the fast orbit measurement and determination of the Chinese Lunar Exploration Program. In the Chang'E-5 (CE5) mission, VLBI orbit measurement system utilizes Differential One-way Ranging (DOR) sidetone modulated on the probe downlink TT&C signal as beacon. Before the ascender takes off from the lunar surface, the DOR sidetone is interfered by the data transmission. Some frequencies are submerged. As a result, the observation quality of the corresponding beacons are greatly reduced. In the follow-up lunar exploration mission, the number of on orbit probes and the duration in which TT&C and data transmission signal work simultaneously will increase. However, the available frequency range is limited. The problem of interference between multiple probes and frequencies becomes more serious. In this work, we carry out study on the method of simulating data transmission signal, generate the baseband data recorded by the station before the take-off from the lunar surface of CE5, and compare the data processing results of simulation and actual observation. Our results demonstrate that the simulation truly reflects the interference of the data transmission signal to the DOR sidetone, which makes it possible to carry out test for the scenario of which TT&C and data transmission signal work at the same time.

Key words: VLBI; signal simulation; data transmission signal